

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-188567

(43)Date of publication of application : 04.07.2000

(51)Int.Cl. H04B 7/08
H01Q 3/26
H03M 13/23

(21)Application number : 10-365683

(71)Applicant : NTT MOBIL COMMUNICATION
NETWORK INC

(22)Date of filing : 22.12.1998

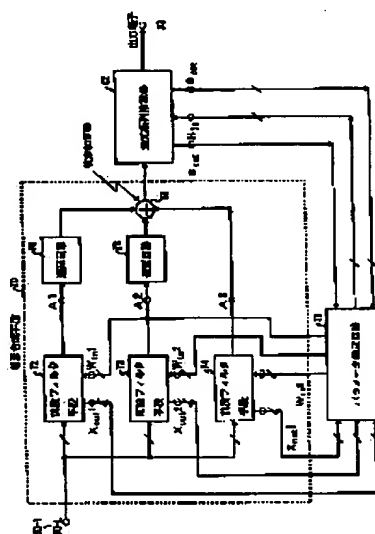
(72)Inventor : FUKAWA KAZUHIKO

(54) RECEPTION SIGNAL SERIES ESTIMATION METHOD AND ADAPTIVE RECEIVER USING THIS METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a reception signal series estimation method where its arithmetic quantity does not become huge and its transmission characteristic can be maintained and to provide an adaptive receiver adopting this method.

SOLUTION: A received base band signal group converted into a base band from L-sets of antennas through terminals 30-1-30-L is given to M-sets of pre-stage filters 72-74. The pre-stage filters 72-74 applies linear synthesis to the received base band signal group by using M-sets of weighting coefficient groups from a parameter estimate circuit 71 to generate M-sets of linearly synthesized signals. Delay circuits 75, 76 delay the M-sets of linearly synthesized signals by different delay times. An adder 78 sums the outputs of the delay circuits 75, 76 and the output of the pre-stage filter 74 to output a synthesized signal, and a maximum likelihood series estimation circuit 42 discriminates a signal from the synthesized signal output to output the discrimination signal of a desired wave.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-188567

(P2000-188567A)

(43) 公開日 平成12年7月4日 (2000.7.4)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 4 B 7/08

H 0 4 B 7/08

D 5 J 0 2 1

H 0 1 Q 3/26

H 0 1 Q 3/26

Z 5 J 0 6 5

H 0 3 M 13/23

H 0 3 M 13/12

5 K 0 5 9

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号

特願平10-365683

(22) 出願日

平成10年12月22日 (1998. 12. 22)

(71) 出願人 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72) 発明者 府川 和彦

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(74) 代理人 100070150

弁理士 伊東 忠彦

最終頁に続く

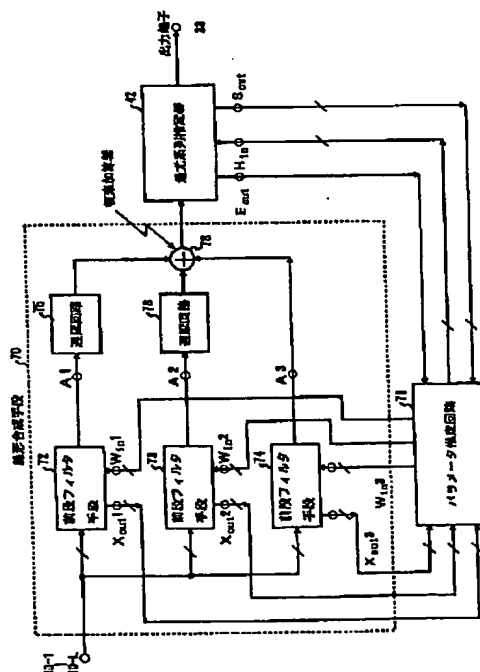
(54) 【発明の名称】 受信信号系列推定方法及びこの方法を用いたアダプティブ受信機

(57) 【要約】

【課題】 演算量が膨大とならず、かつ伝送特性が維持できる受信信号系列推定方法及びこの方法を用いたアダプティブ受信機を提供すること。

【解決手段】 端子30-1~30-Lから、L本のアンテナからのベースバンド帯に変換された受信ベースバンド信号群がM個の前段フィルタ72~74へ入力される。前段フィルタ72~74は、前記受信ベースバンド信号群を、パラメータ推定回路71からのM組の重み付け係数群を用いて、線形合成してM個の線形合成信号を生成する。遅延回路75、76は、M個の線形合成信号を、それぞれ異なる遅延時間だけ遅延させる。加算器78は、遅延回路75、76の出力と前段フィルタ74の出力とを足しあわせて合成信号を出力し、最尤系列推定回路42は、合成信号出力から信号判定を行い希望波の判定信号を出力する。

実施例1の構成図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 M (Mは2以上の整数) 個のトランスバースル型前段フィルタにより、L本 (Lは2以上の整数) のアンテナからのベースバンド帯に変換された受信ベースバンド信号群をM個の信号に変換し、各前記前段フィルタからのM個の信号を前記前段フィルタに接続されたM個の固定又は可変の遅延手段により、それぞれ異なる所定時間遅延させ、遅延されたM個の信号を加算器により足しあわせて合成し、前記合成した信号に基づいて、最尤系列推定手段により、受信信号系列を推定することを特徴とする受信信号系列推定方法。

【請求項2】 L本 (Lは2以上の整数) のアンテナからのベースバンド帯に変換された受信ベースバンド信号群が印加されるトランスバースル・フィルタ型前段フィルタ、前記前段フィルタの出力を加算する加算器、前記前段フィルタの係数を設定するフィルタ係数設定手段及び前記加算器の出力から受信信号系列を推定する最尤系列推定手段を有するアダプティブ受信機において、前記アダプティブ受信機は、前記M (Mは2以上の整数) 個の前段フィルタを設け、さらに前記M個の前段フィルタと前記加算器の間に固定又は可変の遅延手段を設け、前記前段フィルタは、前記受信ベースバンド信号群を、前記フィルタ係数設定手段からのM組の重み付け係数群を用いて、線形合成してM個の線形合成信号を生成し、前記遅延手段は、該M個の線形合成信号を、それぞれ異なる遅延時間だけ遅延させ、前記加算器は、前記遅延手段の出力を足しあわせて合成信号を出力し、前記最尤系列推定手段は、該合成信号出力から希望波の判定信号を得ることを特徴とするアダプティブ受信機。

【請求項3】 L本 (Lは2以上の整数) のアンテナからの受信信号をベースバンド帯に変換し受信ベースバンド信号群を出力する受信手段と、前記受信ベースバンド信号群をM組 (Mは2以上の整数) の重み付け係数群を用いて線形合成してM個の線形合成信号を生成し、それぞれ異なる遅延時間で遅延させた後足しあわせ、合成信号として出力する線形合成手段と、前記合成信号から、複素シンボル系列候補と伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算結果を差し引いたものを誤差信号とし、この誤差信号の絶対値2乗を尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、希望波の判定信号と前記複素シンボル系列候補を出力する最尤系列推定手段と、前記受信ベースバンド信号群と前記複素シンボル系列候補と前記誤差信号を入力として、前記誤差信号の平均2乗が最小となるように前記重み付け係数群と前記伝送路

模擬フィルタ係数を推定し出力するパラメータ推定手段から構成されることを特徴とするアダプティブアレイ受信機。

【請求項4】 L本 (Lは2以上の整数) のアンテナからの受信信号をベースバンド帯に変換し受信ベースバンド信号群を出力する受信手段と、前記受信ベースバンド信号群をM組 (Mは2以上の整数) の重み付け係数群を用いて線形合成してM個の線形合成信号を生成し、それぞれ異なる遅延時間で遅延させた後足しあわせ、合成信号として出力する線形合成手段と、前記受信ベースバンド信号群を基に伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定し、前記線形合成手段の前記遅延時間を制御する伝送路推定手段と、前記合成信号から、複素シンボル系列候補と伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算結果を差し引いたものを誤差信号とし、この誤差信号の絶対値2乗を尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、希望波の判定信号と前記複素シンボル系列候補を出力する最尤系列推定手段と、前記受信ベースバンド信号群と前記複素シンボル系列候補と前記誤差信号を入力として、前記誤差信号の平均2乗が最小となるように前記重み付け係数群と前記伝送路模擬フィルタ係数を推定し出力するパラメータ推定手段から構成されることを特徴とするアダプティブアレイ受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、受信信号系列推定方法及びこの方法を用いたアダプティブ受信機に係り、特に、干渉波及び符号間干渉による劣化を抑圧する受信信号系列推定方法及びこの方法を用いたアダプティブ受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】ディジタル移動通信においては、周波数の有効利用を図るため周波数のゾーン繰り返しを行っており、同一チャネル干渉対策が重要な課題の一つである。干渉キャンセラの一種であるアダプティブアレイはその有望な技術の一つであり、その動作を図1を用いて説明する。従来のアダプティブアレイは、アンテナの指向性を適応的に制御して、アンテナゲイン11を希望波の先行波10に対してのみ大きく設定している。その結果、他局からの干渉波のみならず自局の信号である希望波の遅延波までも除去してしまった。

【0003】図1では、干渉波の先行波12、干渉波の第1遅延波16及び干渉波の第2遅延波15の到来角の方向に対してアンテナゲインを下けているが、希望波の第1遅延波13と希望波の第2遅延波14の方向に対してもアンテナゲインを下げて受信波として取り込まないようにしている。しかし、希望波の信号電力を増大させ

る為には、図2に示すように、希望波の第1遅延波13と希望波の第2遅延波14の方向にはアンテナゲインを下げないように制御することが望ましい。これは、アダプティブアレイと適応等化器の一種である最尤系列推定器とを組み合わせることで可能となる。この組み合わせ構成を図3に示す。

【0004】図3において、アンテナ20-1~20-LはL(Lは2以上の自然数)本あり、受信波を受信する。まず、アンテナ20-1から受信した受信波は、低雑音アンプ22で増幅された後にハイブリッド23で分岐される。一方の信号は、キャリア信号発生器31が出力するキャリア信号を乗算器24で乗算された後にローパスフィルタ26へ入力される。そして、A/D変換器28でサンプリング周期 T_s ごとにサンプリングされデジタル信号に変換される。他方の信号は、 $\pi/2$ 移相器34で90度位相回転したキャリア信号を乗算器25で乗算され、ローパスフィルタ27へ入力された後にA/D変換器29でサンプリングされ、デジタル信号に変換される。この操作は準同期検波であり、A/D変換器28及びA/D変換器29の出力は準同期検波信号の同相成分及び直交成分に相当し、2つを合わせて受信ベースバンド信号とする。以後、ベースバンド信号は全て同相成分を実部で、直交成分は虚部とする複素表示で表わすことにする。

【0005】なお、低雑音アンプ22、ハイブリッド23、乗算器24及び乗算器25、移相器34、ローパスフィルタ26及びローパスフィルタ27、A/D変換器28及びA/D変換器29はベースバンド受信信号発生器21-1を構成する。他のアンテナから受信した受信波についても同様に、ベースバンド受信信号発生器21-Lへ入力され、受信ベースバンド信号が出力される。ここで、ベースバンド受信信号発生器21-1~21-Lは受信手段に相当する。

【0006】ベースバンド受信信号は、伝送路の同一チャネル干渉及び遅延波による符号間干渉を受けており、入力端子30-1~30-Lを通してアダプティブアレイ等化信号処理部32へと入力される。アダプティブアレイ等化信号処理部32は同一チャネル干渉及び符号間干渉による伝送特性劣化を抑え、信号判定を行い希望波の判定信号を出力端子33から出力する。

【0007】このアダプティブアレイ等化信号処理部33の構成を図4に示す(府川 和彦、“アダプティブアレイと非線形干渉キャンセラとの縦続構成法とその特性”、B-5-204、1997年電子情報通信学会総合大会)。ここでは、サンプリング周期 T_s は変調のシンボル周期Tに等しいものとする。各アンテナ20-1~20-Lからの受信ベースバンド信号が入力端子30-1~30-Lを通して入力する。この受信ベースバンド信号群は、それぞれ複素乗算器40-1~40-Lで重み付け係数 $W^*_1 \sim W^*_L$ を乗算された後、複素加算

器44で合成されて合成信号 $y(i)$ として出力端子Aから出力される。この過程は受信ベースバンド信号の線形合成であり、受信ベースバンド信号に含まれる干渉波成分が除去される。ここで、複素乗算器40-1~40-L及び複素加算器44はアダプティブアレイの機能を有し、前段フィルタ手段41を構成する。

【0008】前段フィルタ手段41の出力端子Aからの合成信号は希望波の遅延波による符号間干渉が残っており、符号間干渉による劣化を抑えるため、等化器の一種である最尤系列推定器42へ入力される。まず、レプリカ信号生成回路47は、入力端子Sから入力する複素シンボル系列候補と、入力端子Hから入力する伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算を行い、その演算結果をレプリカ信号 $y_e(i)$ として出力端子Rから出力する。複素減算器45は、合成信号 $y(i)$ とレプリカ信号 $y_e(i)$ との差分を誤差信号 $e_m(i)$ として出力する。

【0009】2乗演算器46は、誤差信号 $e_m(i)$ の絶対値の2乗に負の定数を乗算した値を尤度情報、即ちブランチメトリックとしてビタビアルゴリズム回路48へ入力する。ビタビアルゴリズム回路48は、上述の複素シンボル系列候補を出力し、ビタビアルゴリズムを用いて最尤系列推定による信号判定を行う。具体的には、複素シンボル系列候補ごとにブランチメトリックの累積値として対数尤度関数、即ちバスメトリックを計算し、バスメトリックを最大とする複素シンボル系列候補をビタビアルゴリズムにより求める。そして、選択された複素シンボル系列候補を希望波複素シンボルの判定信号として出力端子33へと出力する。

【0010】図4のレプリカ信号生成回路47はシンボル間隔形トランスバーサル・フィルタで実現できる。シンボル間隔形トランスバーサル・フィルタの構成は、遅延素子の遅延時間がシンボル周期Tであるトランスバーサル・フィルタであり、その構成を図5に示す。なお、ここで伝送路における遅延波の最大遅延時間は2Tとした。入力端子Sから入力する複素シンボル系列候補と、入力端子Hから入力する伝送路模擬フィルタ係数は、タップに相当する複素乗算器53~55に設定され、複素シンボル系列候補と伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算結果が複素加算器56から出力端子Rへと出力される。

【0011】次に、図4のビタビアルゴリズム回路48が用いるビタビアルゴリズムについて、BPSK変調を例に説明する。まず、状態について説明する。特定ユーザのk時点の希望波の複素シンボル $\{a(k)\}$ に対する複素シンボル候補を $\{a_m(k)\}$ とする。伝送路における遅延波の最大遅延時間がNTのとき、 $\{a_m(q) | k-N+1 \leq q \leq k\}$ を状態と呼ぶ。ここでは、BPSK変調の場合であるので、複素シンボルが2値であり、その状態数は 2^N となる(なお、複素シンボルが多値(J)の場合は、 J^N となる)。複素シンボル系列は、この状態

の時系列として記述することができる。

【0012】図6に $N=2$ の状態遷移図、即ちトレリス図を示す。時点 k における s 番目の状態を $\sigma_s(k)$ とする。ここでは、 $0 \leq s \leq 3$ であり、時点が k から $k+1$ に進むとき状態が遷移する。状態遷移は、希望波の複素シンボル候補 $\{a_m(k+1)\}$ の値に依存するので、1つ

$\sigma_s'(k)$ から $\sigma_s(k+1)$ への遷移に対応した遷移メトリック $J_{k+1}[\sigma_s(k+1), \sigma_s'(k)]$ を用いる。

状態 $\sigma_s'(k)$ から $\sigma_s(k+1)$ への遷移におけるメトリックは、遷移ごとのブランチメトリック $BR[\sigma_s(k+1), \sigma_s'(k)]$ を用いて

$$J_{k+1}[\sigma_s(k+1), \sigma_s'(k)] = J_k[\sigma_s(k)] + BR[\sigma_s(k+1), \sigma_s'(k)] \quad \dots\dots (1)$$

で算出される。 $J_k[\sigma_s(k)]$ は時点 k におけるバスメトリックであり、対数尤度関数に対応している。状態遷移 $\sigma_s'(k) \rightarrow \sigma_s(k+1)$ における複素シンボル系列候補は $\{a_m(k+1)\}$ で表される。

ビタビアルゴリズムではマージする2つの遷移に対応した $J_{k+1}[\sigma_s(k+1), \sigma_s'(k)]$ を比較して最大の遷移を選択し、その選択された遷移

【0014】のメトリックを時点 $k+1$ におけるバスメトリック $J_{k+1}[\sigma_s(k+1)]$ にする。そして、選択された遷移にリンクする状態の時系列、パスのみが最尤系列候補として残される。以後この操作を繰り返すと、状態の数だけパスが生き残る。このパスは生き残りパスと呼ばれている。なお、メモリの制約上、状態の時系列は過去 $(D-N+1)T$ までしか記憶せず、過去 $(D-N+1)T$ の時点で生き残りパスがマージしないなら現時点で最大尤度となる、つまりバスメトリック最大のパスに基づいて信号判定を行なう。このとき判定される信号は、現時点から DT 遅延したものであり、この DT を判定遅延時間という(G. Ungerboeck, "Adaptive maximum likelihood receiver for carrier-modulated data-transmission systems," IEEE Trans. Commun, vol. COM-22, pp. 624-636, 1974)。ただし、 $D \geq N$ である。

【0015】次に、図4のパラメータ推定回路43の動作及び推定アルゴリズムについて説明する。パラメータ推定手段に相当するパラメータ推定回路43は、受信ベースバンド信号 $x_1(i) \sim x_L(i)$ 、複素シンボル系列候補と誤差信号 $e_m(i)$ を入力として、希望波の先行波に対応する伝送路模擬フィルタの係数(例えば、図4の複素乗算器53の係数)を -1 (定数)に固定するという拘束条件の下で、誤差信号の2乗平均が最小となるように、即ち最小2乗法に基づき重み付け係数及び伝送路模擬フィルタ係数を推定し出力する。

【0016】上記の拘束条件がないと、最小2乗推定で

の状態から、2通りの遷移が起きる。同図が示すように、1つの状態から2つの状態へと分岐し、また、2つの状態から1つの状態にマージする。遷移先でマージする2つの遷移から1つの遷移を選択するために、

【0013】

【数1】

は重み付け係数及び伝送路模擬フィルタ係数は全て0になってしまい、誤り率特性が大幅に劣化する。拘束条件はこの事態を防ぐために必要となっている。拘束条件下での最小2乗法は、アダプティブアレイの拘束条件付き出力電力最小化アルゴリズムとして、R. T. Jr. Compton著"Adaptive antennas"(PrenticeHall出版、1988年)の第6章に記載されているが、希望波の先行波の複素シンボル候補を基準信号と見なせば、通常最小2乗法のアルゴリズムが適用できる。

【0017】以下では数式を用いて、このことを説明する。ここでは、サンプリング周期 T_s 、はシンボル周期 T に等しいとし、 L 個のアンテナのうち、 p 番目のアンテナ $20-p$ ($1 \leq p \leq L$)の時刻 iT における受信ベースバンド信号を $x_p(i)$ 、重み付け係数を $\{w_p\}$ とすると、図4の前段フィルタ手段41の出力信号である合成信号 $y(i)$ は

【0018】

【数2】

$$y(i) = \sum_{p=1}^L w_p^* x_p(i) \quad \dots\dots (2)$$

【0019】となる。ここで、 $*$ は複素共役である。一方、レプリカ信号生成回路47の出力であるレプリカ信号 $y_e(i)$ は、時刻 iT における希望波の複素シンボル候補を $a_m(i)$ 、伝送路模擬フィルタ係数を $\{h(p)\}$ とすると、

【0020】

【数3】

$$y_e(i) = \sum_{p=0}^N h(p) a_m(i-p) \quad \dots (3)$$

となる。誤差信号 $e_m(i)$ は $y(i) - y_e(i)$ であるから、式 (2) と式 (3) を用いて、

$$e_m(i) = \sum_{p=1}^L w_p^* x_p(i) - \sum_{p=0}^N h(p) a_m(i-p) \quad \dots (4)$$

となる。この誤差信号 $e_m(i)$ を、 $(N+L+1)$ 次元拡張受信信号ベクトル $X_{ext}(i)$ と $(N+L+1)$ 次元拡張重み付け係数ベクトル W_{ext} で表すと

$$e_m(i) = W_{ext}^H X_{ext}(i) \quad \dots (5)$$

となる。ここで、 H は複素共役転置であり、 $X_{ext}(i)$ と W_{ext} は

$$X_{ext}^H(i) = [a_m^*(i) \dots a_m^*(i-N) \ x_1^*(i) \dots x_L^*(i)] \quad \dots (6)$$

$$W_{ext}^H = [-h(0) \dots -h(N) \ w_1^* \dots w_L^*] \quad \dots (7)$$

と定める。先行波の伝送路模擬フィルタの係数を -1 とする拘束条件は $h(0) = -1$ であり、

$$W_{ext}^H T_{ext} = 1 (\text{const.}) \quad \dots (8)$$

と表すことができる。ただし、 T_{ext} は $(N+L+1)$ 次元拡張ステアリング・ベクトルであり、

$$T_{ext}^H = [1 \ 0 \dots 0] \quad \dots (9)$$

である。

【0021】式 (8) の拘束条件で式 (5) で表される誤差信号 $e_m(i)$ の平均2乗を最小にするアルゴリズムは、拘束条件付き出力電力最小化アルゴリズムとして知られているが、式 (5) に $h(0) = -1$ を代入して以下のように変形すると通常の最小2乗法のアルゴリズムが適用できる。

$$X^H(i) = [a_m^*(i-1) \dots a_m^*(i-N) \ x_1^*(i) \dots x_L^*(i)] \quad \dots (11)$$

$$W^H = [h(1) \dots h(N) \ -w_1^* \dots -w_L^*] \quad \dots (12)$$

【0024】と定める。式 (10) は最小2乗法における誤差信号の標準形であり、希望波の先行波の複素シンボル候補 $a_m(i)$ を基準信号とし W_{ext} の代りに W を推定するならば、通常の最小2乗法のアルゴリズムが適用できる。さて、図4の前段フィルタ手段41は、複素乗算器40-1~40-Lを分数間隔形トランスバーサル・フィルタに置き換える構成が可能である。この構成を図7に示す。重み付け係数は各分数間隔形トランスバーサル・フィルタ60-1~60-Lのタップ係数として設定され、各アンテナからの受信ベースバンド信号は重み付け係数との畳み込み演算が行われ、合成信号は分数間隔形トランスバーサル・フィルタ60-1~60-L

【0022】

$$e_m(i) = a_m(i) - W^H X(i) \quad \dots (10)$$

ここで、 $X(i)$ は $(N+L)$ 次元受信信号ベクトル、 W は $(N+L)$ 次元重み付け係数ベクトルであり、

【0023】

【数4】

の出力信号が、複素数加算器44で加算され、それらの和として出力端子Aから出力される。

【0025】分数間隔形トランスバーサル・フィルタ60-1~60-Lの構成は、図8に示すように遅延素子62、63の遅延時間がシンボル周期未満であるトランスバーサル・フィルタである。前段フィルタ手段41を上記のような構成にすれば、サンプリングクロックのタイミングオフセットによる劣化を抑えることができる。なお、この場合サンプリング周期 T_s と遅延素子の遅延時間は等しくする必要がある。

【0026】

【発明が解決しようとする課題】希望波の各パスの遅延

時間とその平均電力の具体例を図9 (A) に示す。ここでは、先行波と第1遅延波との遅延時間差が1 T、先行波と第2遅延波との遅延時間差が2 Tであり、最大遅延時間は2 Tである。次に、同じ条件で、伝送速度を2倍にした場合を図9 (B) に示す。伝送路の絶対的遅延時間は変わらずシンボル周期Tが $1/2$ になるから、先行波と第1遅延波との遅延時間差が2 T、先行波と第2遅延波との遅延時間差が4 Tとなり、最大遅延時間は4 Tとなる。

【0027】このように、伝送速度が高速になる程、受信波の相対的な最大遅延時間が大きくなることがわかる。ところで、ビタビアルゴリズムは状態数に比例して演算量が増大する。一方、状態数は前に述べたように、最大遅延時間がN Tで、複素シンボルがJ値の場合は、 J^N となり、指数関数的に増大する。その結果、ビタビアルゴリズムにおける演算量は、伝送速度が非常に速くなると演算量が膨大なものとなり、ハードウェア化が非常に困難になるという問題がある。

【0028】本発明は、上記問題に鑑みなされたものであり、高速伝送の場合でも演算量が膨大とならず、かつ伝送特性が維持できる受信信号系列推定方法及びこの方法を用いたアダプティブ受信機を提供することを目的とするものである。

【0029】

【課題を解決するための手段】請求項1に記載された発明は、M (Mは2以上の整数) 個のトランスバーサル型前段フィルタ72~74、101-1~101-L、103-1~103-L、105-1~105-Lにより、L本 (Lは2以上の整数) のアンテナからのベースバンド帯に変換された受信ベースバンド信号群をM個の信号に変換し、各前記前段フィルタからのM個の信号を前記前段フィルタに接続されたM個の固定又は可変の遅延手段75、76、80、81、102-1~102-L、104-1~104-Lにより、それぞれ異なる所定時間遅延させ、遅延されたM個の信号を加算器78、106により足しあわせて合成し、該合成した信号に基づいて、最尤系列推定手段42により、受信信号系列を推定することを特徴とする受信信号系列推定方法である。

【0030】請求項1記載の発明によれば、L本のアンテナからのベースバンド帯に変換された受信ベースバンド信号群をM個の信号に変換し、各前記前段フィルタの出力を前段フィルタに接続されたM個の固定又は可変の遅延手段により、それぞれ異なる所定時間遅延させ、遅延されたM個の信号を加算器により足しあわせて合成し、該合成した信号に基づいて、最尤系列推定手段により、受信信号系列を推定することにより、高速伝送の場合でも演算量が膨大とならず、かつ伝送特性が維持できる受信信号系列推定方法を提供することができる。

【0031】請求項2に記載された発明は、L本 (Lは

2以上の整数) のアンテナからのベースバンド帯に変換された受信ベースバンド信号群が印加されるトランスバーサル・フィルタ型前段フィルタ72~74、101-1~101-L、103-1~103-L、105-1~105-L、該前段フィルタの出力を加算する加算器78、106前記前段フィルタの係数を設定するフィルタ係数設定手段 (例えば、図10、図12又は図15におけるパラメータ推定回路71の一部である前段フィルタの係数設定部分に相当する) 及び前記加算器の出力から受信信号系列を推定する最尤系列推定手段42を有するアダプティブ受信機において、該アダプティブ受信機は、前記M (Mは2以上の整数) 個の前段フィルタを設け、さらに該M個の前段フィルタと前記加算器の間に固定又は可変の遅延手段75、76、80、81、102-1~102-L、104-1~104-Lを設け、前記前段フィルタは、前記受信ベースバンド信号群を、前記フィルタ係数設定手段からのM組の重み付け係数群を用いて、線形合成してM個の線形合成信号を生成し、前記遅延手段は、該M個の線形合成信号を、それぞれ異なる遅延時間だけ遅延させ、前記加算器は、前記遅延手段の出力を足しあわせて合成信号を出力し、前記最尤系列推定手段は、該合成信号出力から希望波の判定信号を得ることを特徴とするアダプティブ受信機である。

【0032】請求項2記載の発明は、請求項1記載の受信信号系列推定方法を用いたアダプティブ受信機である。請求項2記載の発明によれば、高速伝送の場合でも演算量が膨大とならず、かつ伝送特性が維持できるアダプティブ受信機を提供することができる。請求項3に記載された発明は、L本 (Lは2以上の整数) のアンテナからの受信信号をベースバンド帯に変換し受信ベースバンド信号群を出力する受信手段21-1~21-Lと、前記受信ベースバンド信号群をM組 (Mは2以上の整数) の重み付け係数群 W_{in} を用いて線形合成してM個の線形合成信号を生成し、それぞれ異なる遅延時間で遅延させた後足しあわせ、合成信号として出力する線形合成手段70、82、100と、前記合成信号から、複素シンボル系列候補と伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算結果を差し引いたものを誤差信号とし、この誤差信号の絶対値2乗を尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、希望波の判定信号と前記複素シンボル系列候補を出力する最尤系列推定手段42と、前記受信ベースバンド信号群と前記複素シンボル系列候補と前記誤差信号を入力として、前記誤差信号の平均2乗が最小となるように前記重み付け係数群と前記伝送路模擬フィルタ係数を推定し出力するパラメータ推定手段71から構成されることを特徴とするアダプティブアレイ受信機である。

【0033】請求項3記載の発明は、請求項2記載の発明を具体化したものである。請求項3記載の発明によれば、高速伝送の場合でも演算量が膨大とならず、かつ伝

送特性が維持できるアダプティブ受信機を提供することができる。請求項4に記載された発明は、 L 本 (L は2以上の整数) のアンテナからの受信信号をベースバンド帯に変換し受信ベースバンド信号群を出力する受信手段 $21-1 \sim 21-L$ と、前記受信ベースバンド信号群を M 組 (M は2以上の整数) の重み付け係数群を用いて線形合成して M 個の線形合成信号を生成し、それぞれ異なる遅延時間で遅延させた後足しあわせ、合成信号として出力する線形合成手段70、82、100と、前記受信ベースバンド信号群を基に伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定し、前記線形合成手段の前記遅延時間を制御する伝送路推定手段79と、前記合成信号から、複素シンボル系列候補と伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算結果を差し引いたものを誤差信号とし、この誤差信号の絶対値2乗を尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、希望波の判定信号と前記複素シンボル系列候補を出力する最尤系列推定手段42と、前記受信ベースバンド信号群と前記複素シンボル系列候補と前記誤差信号を入力として、前記誤差信号の平均2乗が最小となるように前記重み付け係数群と前記伝送路模擬フィルタ係数を推定し出力するパラメータ推定手段71から構成されることを特徴とするアダプティブアレイ受信機である。

【0034】請求項4記載の発明によれば、伝送路推定手段が、受信ベースバンド信号を基に伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定して、遅延操作の遅延時間を適応的に制御することができる。

【0035】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施例について図面と共に説明する。

(実施例1) 本発明の実施例1の構成を図10に示す。まず、端子30-1~30-Lから受信ベースバンド信号群が前段フィルタ手段72~74へと入力される。この前段フィルタ手段72~74の構成は図4または図7に示したものと同一である。ここでは、伝送路インパルスレスポンスを図11のように仮定し、到来角と遅延時間の異なる9つの遅延波成分が到来するものとする。最大遅延時間が8Tであるので、BPSK変調の場合、従来のアダプティブアレイと最尤系列推定器との縦続構成では、ビタビアルゴリズムの状態数が $2^8 = 256$ となり演算量が膨大になる。そこで図10の構成では、図11に示すように、遅延波成分を遅延時間差が2Tとなるよう3つのグループA、B、Cに分け、前段フィルタ手段72~74では、アンテナ指向性を適応的に制御して、それぞれグループA~Cの遅延波成分のみを取り込むようにする。

【0036】ここで、現時点 i Tとするなら、グループAは時刻 i 、 $i-1$ 、 $i-2$ の複素シンボルを含み、グループBは時刻 $i-3$ 、 $i-4$ 、 $i-5$ の複素シンボル、グループCは時刻 $i-6$ 、 $i-7$ 、 $i-8$ の複素シン

ボルを含む。しかし、遅延回路(遅延手段)75で前段フィルタ手段72の出力を6T遅延させれば、この信号は時刻 $i-6$ 、 $i-7$ 、 $i-8$ の複素シンボルのみを含むことになる。同様に、遅延回路76で前段フィルタ手段73の出力を3T遅延させれば、遅延回路76の出力信号は時刻 $i-6$ 、 $i-7$ 、 $i-8$ の複素シンボルのみを含むことになる。従って、遅延回路75、遅延回路76及び前段フィルタ手段74の出力信号は、全て、同じ時刻 $i-6$ 、 $i-7$ 、 $i-8$ の複素シンボルのみを含むことになる。そして、これらの信号を複素加算器で加算して得られる合成信号も、時刻 $i-6$ 、 $i-7$ 、 $i-8$ の複素シンボルのみを含むこととなり、実質最大遅延時間を2Tとすることができる。従って、最大遅延時間が2Tとなり、ビタビアルゴリズムの状態数を $2^2 = 4$ と減らすことができるので、演算量を大幅に削減することができる。

【0037】なお、上記実施例では、前段フィルタ手段74は、遅延回路が接続されていないように説明したが、前段フィルタ手段74は、遅延時間0の遅延回路が接続されているとみることもできる。また、実際に、前段フィルタ手段74の遅延時間が0であっても、他の遅延回路との調整のために、遅延回路を接続することもできる。

【0038】ここで、前段フィルタ手段72~74、遅延回路75、76及び複素加算器78は線形合成手段70を構成する。また、入力端子Win1~Win3から入力する前段フィルタ手段72~74の重み付け係数群は、 $M=3$ 組の重み付け係数群に相当している。複素加算器78が出力する合成信号は、最尤系列推定手段に相当する最尤系列推定器42へ入力される。この構成は図4に示したものと同一であり、合成信号から、複素シンボル系列候補と、入力端子Hinから入力する伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算結果を差し引いたものを誤差信号とする。この誤差信号の絶対値2乗を尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、希望波の判定信号を出力端子33から出力する。

【0039】また、出力端子Eoutから誤差信号が、出力端子Soutから複素シンボル系列候補が出力され、パラメータ推定手段に相当するパラメータ推定回路71に入力される。このパラメータ推定回路71は図4に示したものと同一であり、前段フィルタ手段72~74の重み付け係数群が乗算される被乗算信号、即ち受信ベースバンド信号群をも入力として、誤差信号の平均2乗が最小となるように重み付け係数群と伝送路模擬フィルタ係数を推定し出力する。

【0040】このように本構成では、遅延波成分を全て取り込み、かつビタビアルゴリズムの状態数を減らして大幅に演算量を削減できる。

(実施例2) 図11の伝送路インパルスレスポンスの例では、遅延波をグループに分けたとき、その遅延時間差

(隣接するグループ間の最小遅延時間差、グループAとBでは電力P2とP3の遅延波の遅延時間差)が1Tの場合であった。この遅延時間差が1Tより大きくなり、かつ伝送路により変動する場合、図10に示した実施例の遅延回路75、76の遅延時間は適応的に制御する必要がある。その構成を図12に示す。図10に示した実施例1との違いは、伝送路推定手段に相当する伝送路特性推定回路79が付加されている点にある。この伝送路特性推定回路79は、受信ベースバンド信号群を入力として伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定し、線形合成手段の可変遅延回路80、81の遅延時間を制御する。

【0041】次に、図12の伝送路特性推定回路79の構成を図13に示す。ここでは、ベースバンド受信信号群に含まれる1つのベースバンド受信信号として、アンテナ20-1からのものを選ぶ。まず、シンボル間隔形トランスバーサル・フィルタにアンテナ20-1からのベースバンド受信信号が入力端子30-1から入力し、トレーニング信号メモリ92から出力されるトレーニング信号 TR_{in} との畳み込み演算が行われ、その演算結果がベースバンド受信信号とトレーニング信号との相関波形として出力される。

【0042】トレーニング信号 TR_{in} として自己相関の強い信号が選ばれているなら、上記の相関波形は伝送路インパルスレスポンスとほぼ等しくなる。伝送路インパルスレスポンスの電力分布を求めるために、2乗演算回路95は相関波形の絶対値2乗を計算し出力する。ここで、シンボル間隔形トランスバーサル・フィルタ94と2乗演算回路95はトレーニング信号相関器90を構成する。

【0043】トレーニング信号相関器90の出力 COR_{out} は伝送路インパルスレスポンスの電力分布の時系列波形であり、制御回路91はこの時系列波形を基に、可変遅延回路80、81の遅延時間を制御する。即ち、制御回路91の出力信号 $Din1$ 、 $Din2$ により、可変遅延回路80、81の遅延時間を制御し、図12の前段フィルタ手段72~74が取り込む遅延波成分に、オーバーラップが無く、電力が無視できない遅延波成分を全て取り込むようにする。

【0044】また、図12の伝送路特性推定回路79の他の構成を図14に示す。図13の構成とは、伝送路インパルスレスポンスの電力分布を求めるのに、ベースバンド受信信号群に含まれる全てのベースバンド受信信号とトレーニング信号 TR_{in} との相関波形の絶対値2乗をトレーニング信号相関器96-1~96-Lで求め、その値を平均化回路99で算術平均している点異なる。このような構成にすると、伝送路インパルスレスポンスの電力分布における推定精度を上げることができる。

【0045】図12に示した実施例2の構成では、可変遅延回路80、81と前段フィルタ手段72~74の順

番を入れ換えて、受信ベースバンド信号群を遅延させたものを前段フィルタ手段72~74の入力とすることも可能であり、図10に示した実施例1も同様である。次に図12と等価で、線形合成手段の構成が異なる構成例を図15に示す。分数間隔形トランスバーサル・フィルタ101-1~101-Lは図12の前段フィルタ手段74に相当し、これらの出力端子 FT_{out1-1} ~ FT_{outL-1} から出力される信号の和が前段フィルタ手段74の出力に相当する。分数間隔形トランスバーサル・フィルタ101-1~101-Lの出力端子 $CA1-1$ ~ $CAL-1$ から出力される信号は、単に遅延した受信ベースバンド信号群であり、これが可変遅延回路102-1~102-Lで遅延される。分数間隔形トランスバーサル・フィルタ103-1~103-Lには遅延した受信ベースバンド信号群が入力するが、その遅延時間は図12の可変遅延回路81の遅延時間と等しくなるよう可変遅延回路102-1~102-Lの遅延時間が設定される。従って、分数間隔形トランスバーサル・フィルタ103-1~103-Lは図12の前段フィルタ手段73に相当し、これらの出力端子 FT_{out1-2} ~ FT_{outL-2} から出力される信号の和が図12の可変遅延回路81の出力に相当する。同様に、分数間隔形トランスバーサル・フィルタ105-1~105-Lには遅延した受信ベースバンド信号群が入力するが、その遅延時間は図12の可変遅延回路80の遅延時間と等しくなるよう可変遅延回路104-1~104-Lの遅延時間が設定される。従って、分数間隔形トランスバーサル・フィルタ105-1~105-Lは図12の前段フィルタ手段72に相当し、これらの出力端子 FT_{out1-3} ~ FT_{outL-3} から出力される信号の和が図12の可変遅延回路80の出力に相当する。

【0046】以上のことから、分数間隔形トランスバーサル・フィルタ101-1~101-Lの出力端子 FT_{out1-1} ~ FT_{outL-1} から出力される信号、分数間隔形トランスバーサル・フィルタ103-1~103-Lの出力端子 FT_{out1-2} ~ FT_{outL-2} から出力される信号、及び分数間隔形トランスバーサル・フィルタ105-1~105-Lの出力端子 FT_{out1-3} ~ FT_{outL-3} から出力される信号の和は複素加算器106で求められるが、この演算結果は合成信号となる。他の最尤系列推定器42、パラメータ推定回路71及び伝送路特性推定回路79の動作は図12に示したものと同じである。

【0047】以上説明したように、到来角の異なる遅延波成分を遅延時間を基準にして複数グループに分け、同一グループに属する遅延波の最大遅延時間差を小さくし、個々に同一グループに属する遅延波のみを抽出するようにアンテナゲインを制御することにより、高速伝送の場合でも、遅延波成分を全て取り込み、かつビタビアルゴリズムの状態数を減らして大幅に演算量を削減でき

るアダプティブアレイと最尤系列推定器の縦続構成を実現できる。

【0048】本発明は、同一チャネル干渉が無視できず、高速伝送を行う無線システムに利用すると効果的である。

【0049】

【発明の効果】上述の如く本発明によれば、次に述べる種々の効果を実現することができる。請求項1記載の発明によれば、L本のアンテナからのベースバンド帯に変換された受信ベースバンド信号群をM個の信号に変換し、各記前段フィルタの出力を前段フィルタに接続されたM個の固定又は可変の遅延手段により、それぞれ異なる所定時間遅延させ、遅延されたM個の信号を加算器により足しあわせて合成し、該合成した信号に基づいて、最尤系列推定手段により、受信信号系列を推定することにより、高速伝送の場合でも演算量が膨大とならず、かつ伝送特性が維持できる。

【0050】請求項2～4記載の発明によれば、高速伝送の場合でも演算量が膨大とならず、かつ伝送特性が維持できるアダプティブ受信機を提供することができる。特に、請求項4記載の発明によれば、伝送路推定手段が、受信ベースバンド信号を基に伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定して、遅延操作の遅延時間を適応的に制御することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来のアダプティブアレイにおけるアンテナゲインの例を説明するための図である。

【図2】従来のアダプティブアレイと最尤系列推定器との縦続構成におけるアンテナゲインの例を説明するための図である。

【図3】従来のアダプティブアレイと最尤系列推定器との縦続構成の構成図である。

【図4】図3のアダプティブアレイ等化信号処理部の構成図である。

【図5】図4のレプリカ信号生成回路の構成図である。

【図6】ヒタビアルゴリズムのトレリス遷移図である。

【図7】図4の前段フィルタの他の構成例を説明するための図である。

【図8】図7の分数間隔形トランスバーサル・フィルタの構成図である。

【図9】伝送路インパルスレスポンスの電力分布の例(その1)を説明するための図である。

【図10】実施例1の構成図である。

【図11】伝送路インパルスレスポンスの電力分布の例(その2)を説明するための図である。

【図12】実施例2の構成図である。

【図13】図10の伝送特性推定回路の構成例を説明するための図である。

【図14】図10の伝送特性推定回路の他の構成例を説明するための図である。

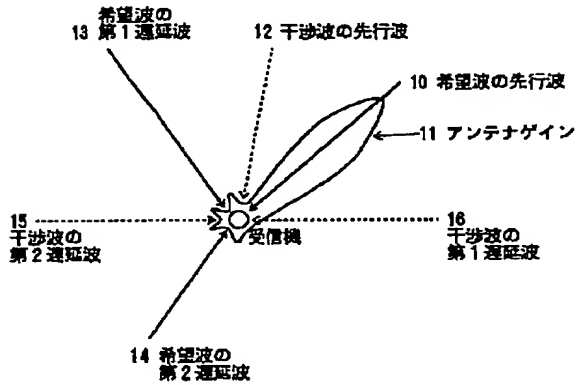
【図15】実施例2の他の構成図である。

【符号の説明】

20-1～20-L アンテナ
30-1～30-L アダプティブアレイ等化信号処理部の入力端子
33 出力端子
40-1～40-L 複素乗算器
42 最尤系列推定器
43、71 パラメータ推定回路
44、78、106 複素加算器
45 複素減算器
46、95 2乗演算器
60-1、60-2、101-1～101-L、103-1～103-L、105-1～105-L
70、82、100 線形合成手段
72～73 前段フィルタ
75、76 遅延回路
79 伝送路特性推定回路
80、81、102-1～102-L、104-1～104-L 可変遅延回路
90、96-1～96-L トレーニング信号相関器
91 制御回路
92 トレーニング信号メモリ
94 シンボル間隔形トランスバーサルフィルタ
99 平均化回路

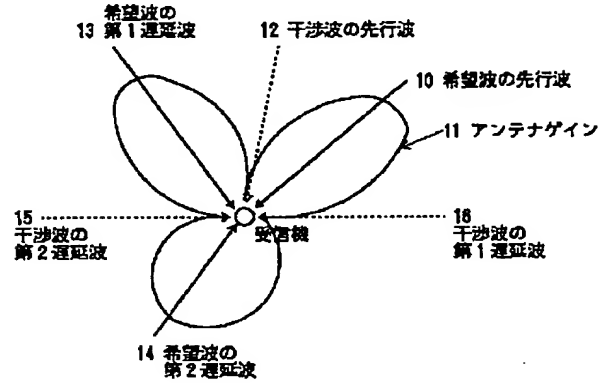
【図1】

従来のアダプティブアレイにおける
アンテナゲインの例を説明するための図



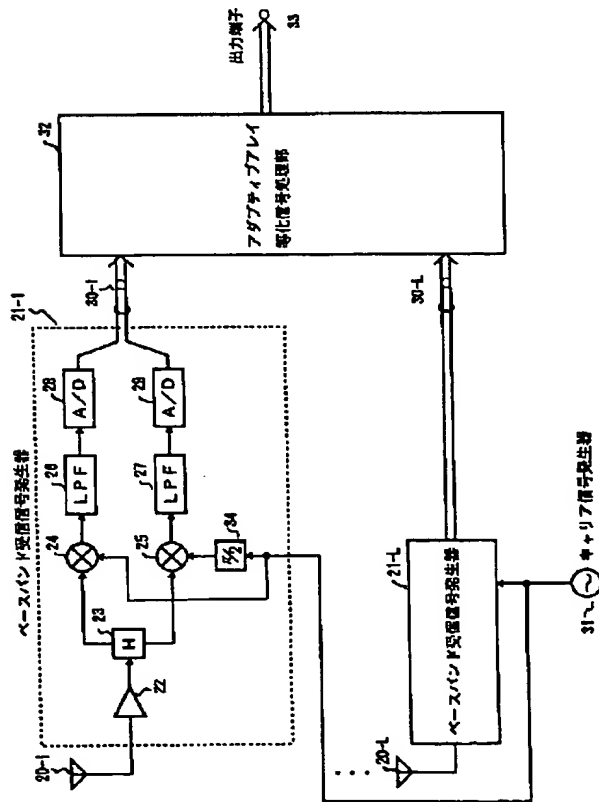
【図2】

従来のアダプティブアレイと最尤系列推定器との
縦続構成におけるアンテナゲインの例を説明するための図



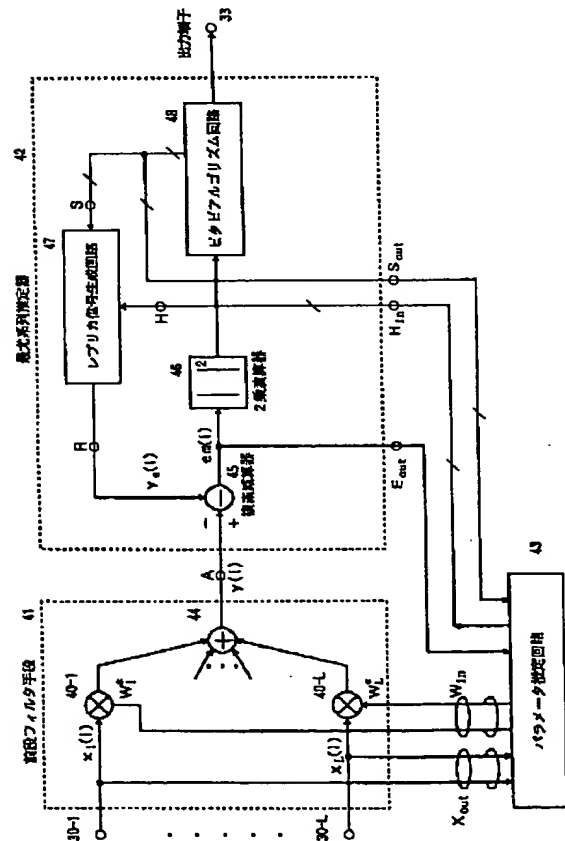
【図3】

従来のアダプティブアレイと最尤系列推定器との
縦続構成の構成図



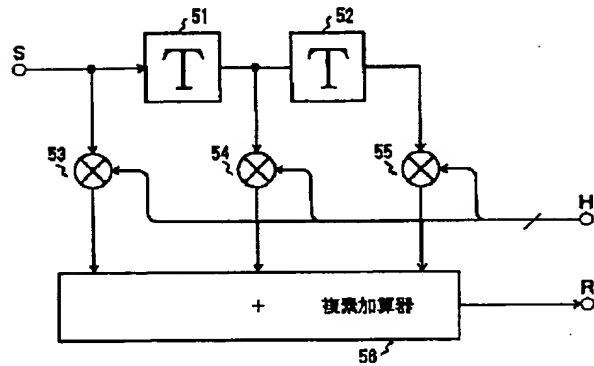
【図4】

図3のアダプティブアレイ等化信号処理部の構成図



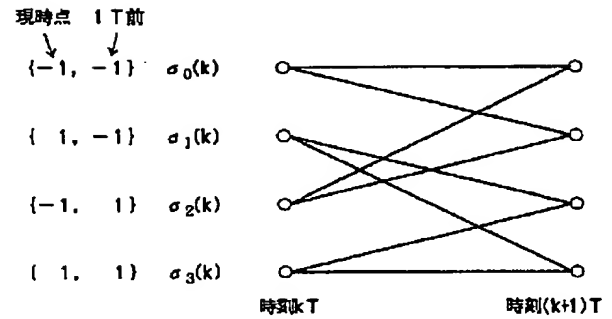
【図5】

図4のレプリカ信号生成回路の構成図



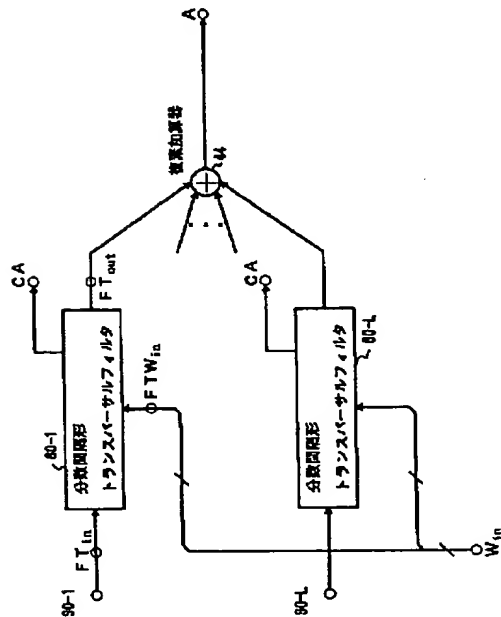
【図6】

ビタビアルゴリズムのトレリス遷移図



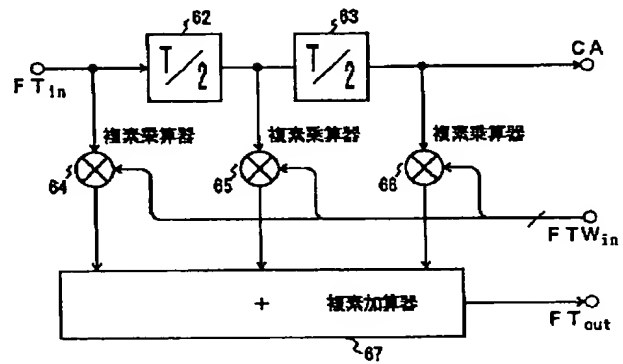
【図7】

図4の前段フィルタの他の構成例を説明するための図



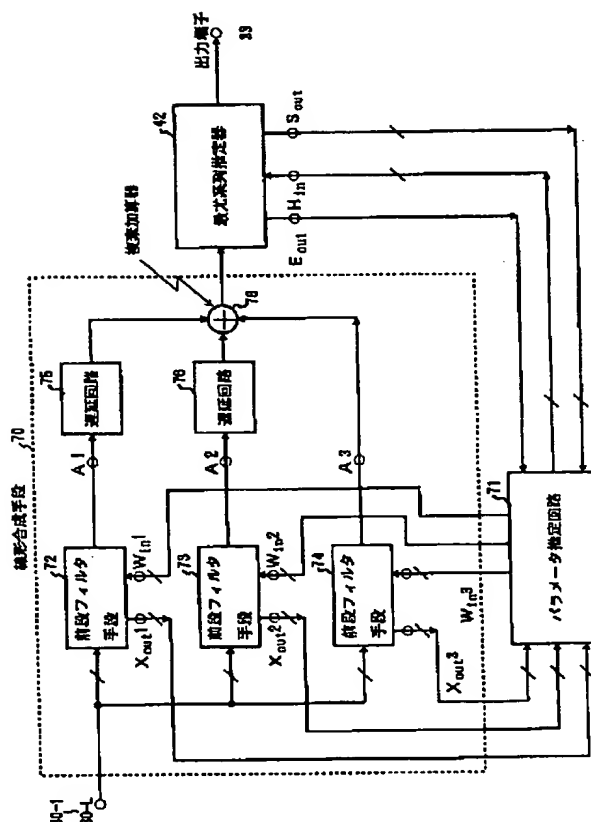
【図8】

図7の分数間隔形トランスバースル・フィルタの構成図



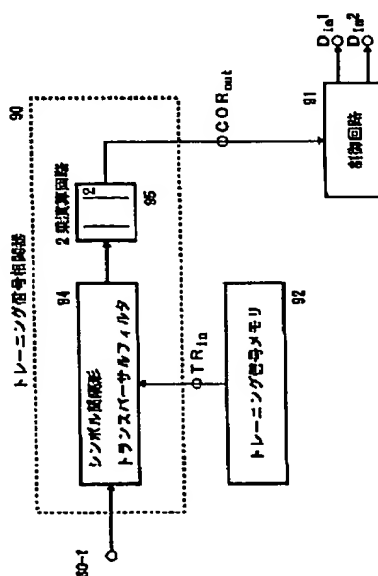
【図 10】

実施例 1 の構成図



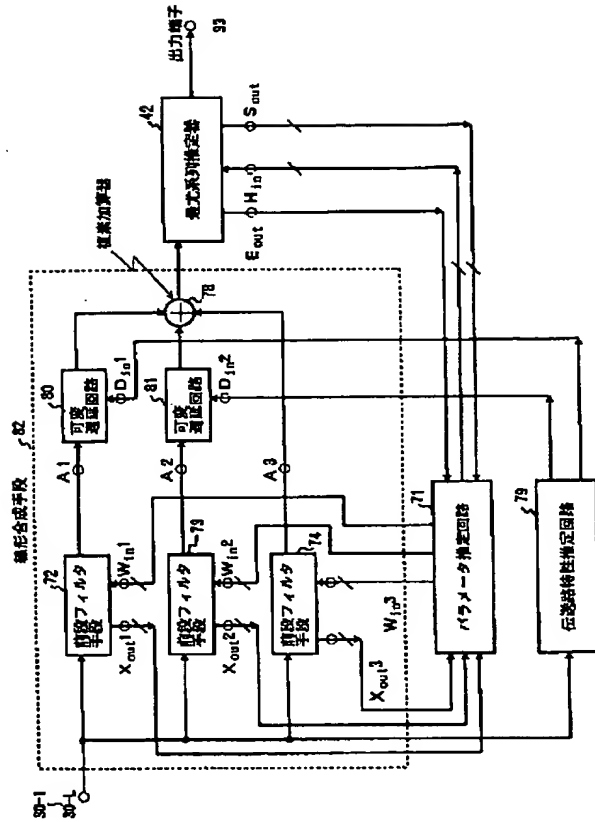
【图 13】

図 10 の伝送特性推定回路の構成例を説明するための図



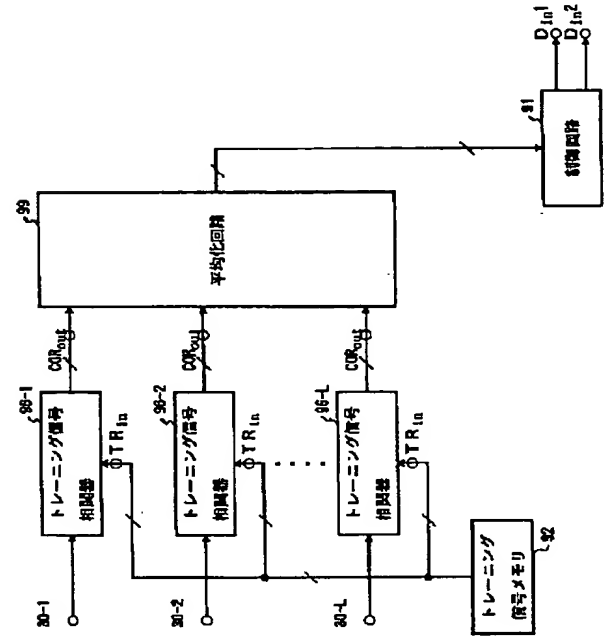
【図12】

実施例2の構成図



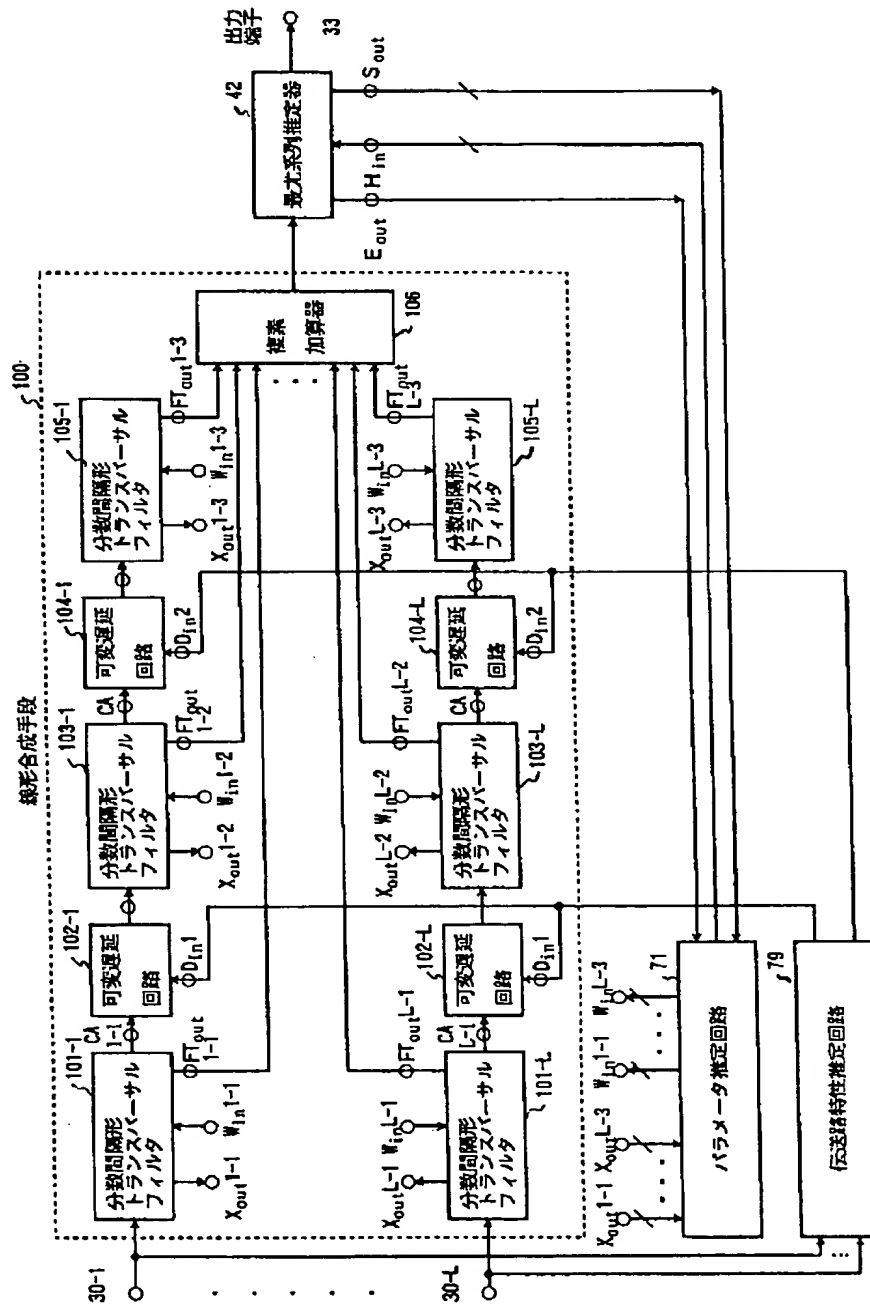
【図14】

図10の伝送特性推定回路の他の構成例を説明するための図



【図15】

実施例2の他の構成図



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J021 AA02 AA03 AA04 AA05 AA06
DB01 EA02 FA09 FA10 FA13
FA14 FA15 FA16 FA20 FA23
FA32 GA08
5J065 AA01 AB01 AC02 AD10 AE06
AF03 AG05 AH02 AH03
5K059 CC03 CC04 DD33 DD35